

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 6 月 1 9 日
Date of Application:

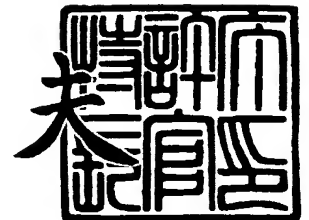
出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 1 7 4 8 8 2
Application Number:
[ST. 10/C] : [J P 2 0 0 3 - 1 7 4 8 8 2]

出 願 人 富 士 電 機 機 器 制 御 株 式 会 社
Applicant(s):

2 0 0 4 年 2 月 3 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康



出証番号 出証特 2 0 0 3 - 3 1 0 4 4 6 1



【書類名】 特許願

【整理番号】 03P00454

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 5/04

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市川崎区田辺新田 1 番 1 号 富士電機株式
会社内

【氏名】 大熊 康浩

【特許出願人】

【識別番号】 000005234

【氏名又は名称】 富士電機株式会社

【代理人】

【識別番号】 100088339

【弁理士】

【氏名又は名称】 篠部 正治

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2003- 39058

【出願日】 平成15年 2月18日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 013099

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9715182

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 電力変換装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

それぞれダイオードが逆並列接続された第 1 及び第 2 の半導体スイッチング素子を直列接続してなる第 1 のスイッチング素子直列回路と、

それぞれダイオードが逆並列接続された第 3 及び第 4 の半導体スイッチング素子を直列接続してなる第 2 のスイッチング素子直列回路と、

それぞれダイオードが逆並列接続された第 5 及び第 6 の半導体スイッチング素子を直列接続してなる第 3 のスイッチング素子直列回路と、

第 1 のコンデンサと、

を並列に接続し、

交流電源の一端と負荷の一端とを接続し、かつ、交流電源に並列に第 2 のコンデンサを接続すると共に負荷に並列に第 3 のコンデンサを接続し、

前記交流電源の一端を第 1 のリアクトルを介して第 1 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続すると共に、交流電源の他端を第 2 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続し、

負荷の他端を第 2 のリアクトルを介して第 3 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続してなる電力変換装置であって、

交流電源の電圧変動分を、第 2 のスイッチング素子直列回路及び第 3 のスイッチング素子直列回路を有する直列コンバータが補償して負荷への供給電圧を一定に保ち、前記直列コンバータの補償動作による第 1 のコンデンサの電圧変動分を、第 1 のスイッチング素子直列回路及び第 2 のスイッチング素子直列回路を有する並列コンバータによる交流電源との間の充放電動作により補償することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

請求項 1 に記載した電力変換装置において、

共通端子と第 1 及び第 2 の切替接点とを有する切替スイッチを設け、負荷の他端と第 2 のリアクトルの一端との接続を切り離して負荷の他端を前記共通端子に

接続すると共に、第 2 のリアクトルの一端を第 2 の切替接点に接続し、

交流電源の他端と第 2 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点との間に主スイッチを接続すると共に、第 2 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点を第 1 の切替接点に接続し、

何れかのスイッチング素子直列回路の異常時には、交流電源から前記主スイッチ、前記切替スイッチの第 1 の切替接点及び共通端子を介して負荷に電圧を供給し、交流電源の異常時には、前記主スイッチをオフし、第 1 のコンデンサを電源として前記切替スイッチの第 2 の切替接点及び共通端子を介して負荷に電圧を供給することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載した電力変換装置において、

スイッチング素子直列回路の両端に接続された充放電手段と、この充放電手段に接続されたエネルギー蓄積要素と、を備え、

電源電圧の正常時に前記充放電手段を介して前記エネルギー蓄積要素にエネルギーを蓄積し、電源電圧の異常時に前記エネルギー蓄積要素の蓄積エネルギーを前記充放電手段を介して第 1 のコンデンサに供給することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 4】

請求項 1 または 2 に記載した電力変換装置において、

交流電源の両端に接続された充電手段と、スイッチング素子直列回路の両端に接続された放電手段と、前記充電手段及び放電手段に接続されたエネルギー蓄積要素と、を備え、

電源電圧の正常時に前記充電手段を介して前記エネルギー蓄積要素にエネルギーを蓄積し、電源電圧の異常時に前記エネルギー蓄積要素の蓄積エネルギーを前記放電手段を介して第 1 のコンデンサに供給することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 5】

請求項 1 に記載した電力変換装置において、

第 2 のリアクトルに代えてタップ付の第 3 のリアクトルを備え、

この第 3 のリアクトルの一端を負荷の他端と第 3 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点とに接続し、第 3 のリアクトルの他端を第 2 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続すると共に、

交流電源の他端を第 2 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点から切り離して第 3 のリアクトルのタップ端子に接続したことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 6】

請求項 2 ～ 4 の何れか 1 項に記載した電力変換装置において、

第 2 のリアクトルに代えてタップ付の第 3 のリアクトルを備え、

この第 3 のリアクトルの一端を前記切替スイッチの第 2 の切替接点と第 3 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点とに接続し、第 3 のリアクトルの他端を第 2 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続すると共に、

前記主スイッチの一端を第 2 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点から切り離して第 3 のリアクトルのタップ端子に接続したことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 7】

それぞれダイオードが逆並列接続された第 1 及び第 2 の半導体スイッチング素子を直列接続してなる第 1 のスイッチング素子直列回路と、

それぞれダイオードが逆並列接続された第 3 及び第 4 の半導体スイッチング素子を直列接続してなる第 2 のスイッチング素子直列回路と、

それぞれダイオードが逆並列接続された第 5 及び第 6 の半導体スイッチング素子を直列接続してなる第 3 のスイッチング素子直列回路と、

第 1 のコンデンサ及び第 4 のコンデンサを直列接続してなるコンデンサ直列回路と、を並列に接続し、

交流電源の一端と負荷の一端とを接続し、かつ、交流電源に並列に第 2 のコンデンサを接続すると共に負荷に並列に第 3 のコンデンサを接続し、

前記交流電源の一端を第 1 のリアクトルを介して第 1 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続すると共に、共通端子と第 1 及び第 2 の切替接点とを有する切替スイッチの共通端子を交流電源の他端に、第 1 の切替接点を第 2 の

スイッチング素子直列回路内部の直列接続点に、第 2 の切替接点を前記コンデンサ直列回路内部の直列接続点に、それぞれ接続し、

負荷の他端を第 2 のリアクトルを介して第 3 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続してなる電力変換装置であって、

交流電源電圧が所定値より高いか低いかを電圧判別回路で判別し、高い場合には切替スイッチを第 1 の切替接点側へ、低い場合には切替スイッチを第 2 の切替接点側へ、それぞれ切替え、切替スイッチを第 1 の切替接点側へ切替えた場合には交流電源の電圧変動分を、第 2 のスイッチング素子直列回路及び第 3 のスイッチング素子直列回路を有する直列コンバータが補償して負荷への供給電圧を一定に保ち、前記直列コンバータの補償動作による第 1 のコンデンサの電圧変動分を、第 1 のスイッチング素子直列回路及び第 2 のスイッチング素子直列回路を有する並列コンバータによる交流電源との間の充放電動作により補償し、切替えスイッチを第 2 の切替接点側へ切替えた場合には交流電源の電圧変動分を、第 3 のスイッチング素子直列回路を有する直列コンバータが補償して負荷への供給電圧を一定に保ち、前記直列コンバータの補償動作による第 1 及び第 4 のコンデンサの電圧変動分を、第 1 のスイッチング素子直列回路を有する並列コンバータによる交流電源との間の充放電動作により補償することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 8】

それぞれダイオードが逆並列接続された第 1 及び第 2 の半導体スイッチング素子を直列接続してなる第 1 のスイッチング素子直列回路と、

それぞれダイオードが逆並列接続された第 3 及び第 4 の半導体スイッチング素子を直列接続してなる第 2 のスイッチング素子直列回路と、

それぞれダイオードが逆並列接続された第 5 及び第 6 の半導体スイッチング素子を直列接続してなる第 3 のスイッチング素子直列回路と、

第 1 のコンデンサ及び第 4 のコンデンサを直列接続してなるコンデンサ直列回路と、を並列に接続し、

交流電源の一端と負荷の一端とを接続し、かつ、交流電源に並列に第 2 のコンデンサを接続すると共に負荷に並列に第 3 のコンデンサを接続し、

前記交流電源の一端を第 1 のリアクトルを介して第 1 のスイッチング素子直列

回路内部の直列接続点に接続すると共に、交流電源の他端を第 2 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に、交流電源の他端と前記コンデンサ直列回路内部の直列接続点との間にスイッチ手段を、それぞれ接続し、

負荷の他端を第 2 のリアクトルを介して第 3 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続してなる電力変換装置であって、

交流電源電圧が所定値より高いか低いかを電圧判別回路で判別し、高い場合にはスイッチ手段をオフとし、低い場合にはスイッチ手段をオンとし、スイッチ手段がオフの場合には交流電源の電圧変動分を、第 2 のスイッチング素子直列回路及び第 3 のスイッチング素子直列回路を有する直列コンバータが補償して負荷への供給電圧を一定に保ち、前記直列コンバータの補償動作による第 1 及び第 4 コンデンサの電圧変動分を、第 1 のスイッチング素子直列回路及び第 2 のスイッチング素子直列回路を有する並列コンバータによる交流電源との間の充放電動作により補償し、スイッチ手段がオンの場合には交流電源の電圧変動分を、第 3 のスイッチング素子直列回路を有する直列コンバータが補償して負荷への供給電圧を一定に保ち、前記直列コンバータの補償動作による第 1 及び第 4 のコンデンサの電圧変動分を第 1 のスイッチング素子直列回路を有する並列コンバータによる交流電源との間の充放電動作により補償することを特徴とする電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、交流電源から負荷に安定した電圧を供給するための主回路構成に特徴を有する電力変換装置に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

図 1 0 は、交流電力を一旦直流電力に変換し、更に交流電力に変換する従来の電力変換装置を示す回路図である。

図 1 0 において、交流電源 1 の一端にはリアクトル 4 0 を介して半導体スイッチング素子 1 0, 1 1 の直列回路が接続されており、これらのスイッチング素子 1 0, 1 1 には、ダイオード 1 4, 1 5 がそれぞれ逆並列に接続されている。

PWM制御されるスイッチング素子10, 11はダイオード14, 15と共に整流回路として動作し、直列接続されたコンデンサ30, 31にエネルギーを蓄積しながら、コンデンサ30, 31の電圧が所定の直流電圧になるように制御、変換動作を行なう。

【0003】

また、コンデンサ30, 31の直列回路には、スイッチング素子12, 13の直列回路が並列に接続され、これらのスイッチング素子12, 13には、ダイオード16, 17がそれぞれ逆並列に接続されている。ここで、スイッチング素子12, 13をPWM制御によりインバータとして動作させることで、平滑された直流電圧から安定した任意の交流電圧を発生させ、この交流電圧を負荷6へ供給している。

交流電源1の両端に接続されたコンデンサ32はフィルタコンデンサで、負荷6の入力側に接続されたりアクトル41及びコンデンサ33はLCフィルタを構成するものである。

【0004】

なお、図10に示した従来技術と同様の回路は、下記の非特許文献1に記載されている。

【0005】

【非特許文献1】

「パワーエレクトロニクスガイドブック」（雑誌「OHM」1999年11月号別冊），株式会社オーム社発行，p85

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

図10に示した従来技術は、交流電源を一旦直流に変換した後、再度交流に変換する、いわゆるダブルコンバータ構成の回路となっている。

図11は、図10の回路の動作原理を説明するための図である。図10の回路では、交流電源1側のスイッチング素子10, 11及びダイオード14, 15によって構成されるコンバータが整流回路として働くため、この整流回路は、図11に示すように、負荷6に必要な全エネルギーが通過する並列電流源5とみなす

ことができる。

【0007】

また、図10における負荷6側のスイッチング素子12、13及びダイオード16、17によって構成されるコンバータはいわゆるインバータとして動作し、負荷6に所定の電圧を供給するため、図11に示すように、負荷6が必要とする全エネルギーが通過する並列電圧源3とみなすことができる。

ここで、図10におけるコンデンサ30、31は、整流回路の出力側すなわちインバータの入力側に接続され、インバータの電源として作用している。

図10のようなダブルコンバータ方式の電力変換装置では、交流電源1側及び負荷6側のどちらのコンバータにも負荷6に供給される全てのエネルギーが通過するため、各コンバータが発生する損失は大きなものとなる。このため、変換効率が低下し、ランニングコストが増加するという問題があった。

【0008】

また、整流回路、インバータともハーフブリッジとして動作するため、交流電源電圧の約2倍の電圧が素子に印加されるため、適用素子には耐圧の高いものを選定する必要があり、これがコストを上昇させる原因となっていた。

そこで本発明は、従来のダブルコンバータをフルブリッジ化し、交流電源1及び負荷6に対する接続方法を変えることで、負荷6側のコンバータを直列コンバータとして動作させ、交流電源1の電圧が変動した場合にはその電圧変動分だけを直列コンバータが補償し、この補償に必要なエネルギー分のみを交流電源1側の並列コンバータが補償するような、いわゆる直並列変換装置を構成するようにした。

【0009】

そこで、本発明の解決課題は、高い変換効率でランニングコストを抑制可能な電力変換装置を提供することにある。

また、本発明の他の解決課題は、交流電源の電圧変動を抑制しながら負荷に一定の電圧を供給可能な電力変換装置を提供することにある。

また、本発明の解決課題は、使用するスイッチング素子等の回路素子の耐圧を低減させてコストの減少を可能にした電力変換装置を提供することにある。

また、本発明の解決課題は、交流電源が停電した時には、第 1 及び第 2 のスイッチング素子直列回路を動作させることにより、負荷に継続的にエネルギーを供給することができる電力変換装置を提供することにある。

【0 0 1 0】

更に、本発明の解決課題は、回路構成や部品を変更することなく複数の交流電源電圧に対応できる電力変換装置を提供することにある。

【0 0 1 1】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するため、請求項 1 記載の発明は、それぞれダイオードが逆並列接続された第 1 及び第 2 の半導体スイッチング素子を直列接続してなる第 1 のスイッチング素子直列回路と、それぞれダイオードが逆並列接続された第 3 及び第 4 の半導体スイッチング素子を直列接続してなる第 2 のスイッチング素子直列回路と、それぞれダイオードが逆並列接続された第 5 及び第 6 の半導体スイッチング素子を直列接続してなる第 3 のスイッチング素子直列回路と、第 1 のコンデンサと、を並列に接続し、

交流電源の一端と負荷の一端とを接続し、かつ、交流電源に並列に第 2 のコンデンサを接続すると共に負荷に並列に第 3 のコンデンサを接続し、

前記交流電源の一端を第 1 のリアクトルを介して第 1 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続すると共に、交流電源の他端を第 2 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続し、

負荷の他端を第 2 のリアクトルを介して第 3 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続してなる電力変換装置であって、

交流電源の電圧変動分を、第 2 のスイッチング素子直列回路及び第 3 のスイッチング素子直列回路を有する直列コンバータが補償して負荷への供給電圧を一定に保ち、前記直列コンバータの補償動作による第 1 のコンデンサの電圧変動分を、第 1 のスイッチング素子直列回路及び第 2 のスイッチング素子直列回路を有する並列コンバータによる交流電源との間の充放電動作により補償するものである。

【0 0 1 2】

請求項 2 記載の発明は、請求項 1 に記載した電力変換装置において、

共通端子と第 1 及び第 2 の切替接点とを有する切替スイッチを設け、負荷の他端と第 2 のリアクトルの一端との接続を切り離して負荷の他端を前記共通端子に接続すると共に、第 2 のリアクトルの一端を第 2 の切替接点に接続し、

交流電源の他端と第 2 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点との間に主スイッチを接続すると共に、第 2 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点を第 1 の切替接点に接続し、

何れかのスイッチング素子直列回路の異常時には、交流電源から前記主スイッチ、前記切替スイッチの第 1 の切替接点及び共通端子を介して負荷に電圧を供給し、交流電源の異常時には、前記主スイッチをオフし、第 1 のコンデンサを電源として前記切替スイッチの第 2 の切替接点及び共通端子を介して負荷に電圧を供給するものである。

【0013】

請求項 3 記載の発明は、請求項 1 または 2 に記載した電力変換装置において、

スイッチング素子直列回路の両端に接続された充放電手段と、この充放電手段に接続されたエネルギー蓄積要素と、を備え、

電源電圧の正常時に前記充放電手段を介して前記エネルギー蓄積要素にエネルギーを蓄積し、電源電圧の異常時に前記エネルギー蓄積要素の蓄積エネルギーを前記充放電手段を介して第 1 のコンデンサに供給するものである。

請求項 4 記載の発明は、請求項 1 または 2 に記載した電力変換装置において、

交流電源の両端に接続された充電手段と、スイッチング素子直列回路の両端に接続された放電手段と、前記充電手段及び放電手段に接続されたエネルギー蓄積要素と、を備え、

電源電圧の正常時に前記充電手段を介して前記エネルギー蓄積要素にエネルギーを蓄積し、電源電圧の異常時に前記エネルギー蓄積要素の蓄積エネルギーを前記放電手段を介して第 1 のコンデンサに供給するものである。

【0014】

請求項 5 記載の発明は、請求項 1 に記載した電力変換装置において、第 2 のリアクトルに代えてタップ付の第 3 のリアクトルを用いるものである。

すなわち、第 3 のリアクトルの一端を負荷の他端と第 3 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点とに接続し、第 3 のリアクトルの他端を第 2 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続すると共に、

交流電源の他端を第 2 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点から切り離して第 3 のリアクトルのタップ端子に接続したものである。

請求項 6 記載の発明は、請求項 5 におけるタップ付の第 3 のリアクトルを、請求項 2 ～ 4 の発明に適用したものである。

【 0 0 1 5 】

すなわち、請求項 2 ～ 4 の何れか 1 項に記載した電力変換装置において、

第 2 のリアクトルに代えてタップ付の第 3 のリアクトルを備え、

この第 3 のリアクトルの一端を前記切替スイッチの第 2 の切替接点と第 3 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点とに接続し、第 3 のリアクトルの他端を第 2 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続すると共に、

前記主スイッチの一端を第 2 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点から切り離して第 3 のリアクトルのタップ端子に接続したものである。

請求項 7 記載の発明は、それぞれダイオードが逆並列接続された第 1 及び第 2 の半導体スイッチング素子を直列接続してなる第 1 のスイッチング素子直列回路と、それぞれダイオードが逆並列接続された第 3 及び第 4 の半導体スイッチング素子を直列接続してなる第 2 のスイッチング素子直列回路と、それぞれダイオードが逆並列接続された第 5 及び第 6 の半導体スイッチング素子を直列接続してなる第 3 のスイッチング素子直列回路と、第 1 のコンデンサ及び第 4 のコンデンサを直列接続してなるコンデンサ直列回路と、を並列に接続し、

交流電源の一端と負荷の一端とを接続し、かつ、交流電源に並列に第 2 のコンデンサを接続すると共に負荷に並列に第 3 のコンデンサを接続し、

前記交流電源の一端を第 1 のリアクトルを介して第 1 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続すると共に、共通端子と第 1 及び第 2 の切替接点とを有する切替スイッチの共通端子を交流電源の他端に、第 1 の切替接点を第 2 のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に、第 2 の切替接点を前記コンデンサ直列回路内部の直列接続点に、それぞれ接続し、

負荷の他端を第2のリアクトルを介して第3のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続してなる電力変換装置であって、

交流電源電圧が所定値より高いか低いかを電圧判別回路で判別し、高い場合には切替スイッチを第1の切替接点側へ、低い場合には切替スイッチを第2の切替接点側へ、それぞれ切替え、切替スイッチを第1の切替接点側へ切替えた場合には交流電源の電圧変動分を、第2のスイッチング素子直列回路及び第3のスイッチング素子直列回路を有する直列コンバータが補償して負荷への供給電圧を一定に保ち、前記直列コンバータの補償動作による第1のコンデンサの電圧変動分を、第1のスイッチング素子直列回路及び第2のスイッチング素子直列回路を有する並列コンバータによる交流電源との間の充放電動作により補償し、切替えスイッチを第2の切替接点側へ切替えた場合には交流電源の電圧変動分を、第3のスイッチング素子直列回路を有する直列コンバータが補償して負荷への供給電圧を一定に保ち、前記直列コンバータの補償動作による第1及び第4のコンデンサの電圧変動分を、第1のスイッチング素子直列回路を有する並列コンバータによる交流電源との間の充放電動作により補償するものである。

【0016】

請求項8記載の発明は、請求項7記載の発明において、スイッチの挿入方法を変更したもので、機能・動作的には同じである。

【0017】

【発明の実施の形態】

以下、図に沿って本発明の実施形態を説明する。

まず、図1は本発明の第1実施形態を示す回路図であり、請求項1の発明に相当する。

図1において、第1、第2のダイオード14、15が逆並列接続されたIGBT（絶縁ゲートバイポーラトランジスタ）等の第1、第2の半導体スイッチング素子10、11の直列回路（第1のスイッチング素子直列回路という）と、第3、第4のダイオード20、21が逆並列接続された第3、第4の半導体スイッチング素子18、19の直列回路（第2のスイッチング素子直列回路という）と、第5、第6のダイオード16、17が逆並列接続された第5、第6の半導体スイ

ッチング素子 1 2, 1 3 の直列回路 (第 3 のスイッチング素子直列回路という) と、第 1 のコンデンサ (電解コンデンサ) 3 0 とが、それぞれ並列に接続されている。

【0 0 1 8】

また、交流電源 1 には第 2 のコンデンサ 3 2 が並列に接続され、負荷 6 には第 3 のコンデンサ 3 3 が並列に接続されている。

そして、交流電源 1 の一端は負荷 6 の一端に接続され、交流電源 1 の他端は第 3, 第 4 のスイッチング素子 1 8, 1 9 の直列接続点に接続されている。また、交流電源 1 の他端は第 1 のリアクトル 4 0 を介して第 1, 第 2 のスイッチング素子 1 0, 1 1 の直列接続点に接続され、負荷 6 の他端は第 2 のリアクトル 4 1 を介してスイッチング素子 1 2, 1 3 の直列接続点に接続されている。

上記回路構成において、コンデンサ 3 0 をスイッチング素子 1 8, 1 9, 1 2, 1 3 及びダイオード 2 0, 2 1, 1 6, 1 7 で構成されるコンバータの電源と考えたとき、このコンバータは交流電源 1 と負荷 6 との間に直列に接続されている。以下、これを直列コンバータと呼ぶ。

【0 0 1 9】

また、コンデンサ 3 0 が出力側に接続されているスイッチング素子 1 0, 1 1, 1 8, 1 9 及びダイオード 1 4, 1 5, 2 0, 2 1 は、交流電源 1 に対して並列に接続されている。以下、これを並列コンバータと呼ぶ。

次に、図 2 は図 1 の実施形態の動作原理を説明するための図である。

図 2 における並列補償電流源 4 は前記並列コンバータを、直列補償電圧源 2 は前記直列コンバータを表している。このとき、直列補償電圧源 2 が任意の電圧を発生することで、負荷 6 には交流電源 1 (交流電圧源) と直列補償電圧源 2 の 2 つの電圧源による電圧が加算されて印加されることになる。その結果、交流電源 1 の電圧が変動して仮にその電圧が低下した場合でも、直列補償電圧源 2 による可変電圧を加算して負荷 6 に印加することで電源電圧の変動を補償し、負荷 6 に一定の電圧を供給することができる。

【0 0 2 0】

図 3 を用いて、図 1 における直列コンバータ及び並列コンバータの動作につい

て更に説明を加える。

図3は、図1の第1～第3のスイッチング素子直列回路におけるN点の電位を基準とした場合の、各スイッチング素子の直列アームの出力電圧波形の指令値を示している。

まず、交流電源1の電圧が所望の出力電圧より高いため、降圧動作を行って負荷6に一定の電圧を供給する場合について、図3(a)を参照しつつ説明する。この場合、スイッチング素子18, 19を電源電圧に同期させてスイッチングすることにより、その直列アームの出力電圧は指令値②のような矩形波となる。

【0021】

このとき、負荷6への供給電圧を低下させるために、直列コンバータを構成するスイッチング素子12, 13のスイッチングにより、その直列アームの出力電圧波形が指令値③になるように制御する。この結果、スイッチング素子18, 19の直列接続点とスイッチング素子12, 13の直列接続点との間には、図3(a)における②-③に相当する正弦波指令値相当の電圧（電源電圧に対し逆相で振幅の小さい正弦波電圧）が出力される。

この正弦波電圧は、図2における直列補償電圧源2（直列コンバータ）の出力電圧に相当し、この電圧が交流電源1による電源電圧に重畳されるので、降圧動作が実現され、負荷6には電源電圧より低い電圧が印加される。

【0022】

同時に、図3(a)の指令値①に示すように、スイッチング素子10, 11は並列コンバータとして入力電圧相当の対向電圧を発生させながら、前記降圧動作によって変動するコンデンサ30の電圧（図1における V_{dc} ）を一定に保つように、交流電源1との間で充放電動作させる。この結果、並列コンバータは、直列コンバータに対して補償分のエネルギーをやり取りする。

また、電源電圧が所望の出力電圧より低い場合、昇圧動作を行って負荷6に一定の電圧を供給する場合には、スイッチング素子12, 13を電源電圧に同期させてスイッチングすることにより、その直列アームの出力電圧波形は図3(b)の指令値③に示す矩形波となる。

【0023】

そして、スイッチング素子 18, 19 による直列アームの出力電圧波形が図 3 (b) の指令値②になるように制御することにより、スイッチング素子 18, 19 の直列接続点とスイッチング素子 12, 13 の直列接続点との間に、図 3 (b) における②-③に相当する正弦波指令値相当の電圧（電源電圧と同相で振幅の小さい正弦波電圧）を出力させる。

この正弦波電圧も、図 2 における直列補償電圧源 2（直列コンバータ）の出力電圧に相当するものであり、この電圧が交流電源 1 による電源電圧に重畳されるので、昇圧動作が実現され、負荷 6 には電源電圧より高い電圧が印加される。

【0024】

同時に、図 3 (b) の指令値①に示すように、スイッチング素子 10, 11 は並列コンバータとして出力電圧相当の対向電圧を発生させながら、上記直列コンバータの昇圧動作により変動するコンデンサ 30 の電圧を一定に保つように、交流電源 1 との間で充放電動作させる。その結果、並列コンバータは、直列コンバータに対して補償分のエネルギーをやり取りする。

従って、降圧動作、昇圧動作の何れの場合でも、負荷 6 に供給されるエネルギーは直列コンバータのみを通過し、並列コンバータにはコンデンサ 30 の電圧補償に用いたエネルギーだけが通過するので、従来のダブルコンバータ方式に比べて並列コンバータの損失を低減することができ、高効率化を達成することができる。

【0025】

また、並列コンバータ及び直列コンバータが何れもフルブリッジ構成となるため、従来のハーフブリッジ構成と比べてスイッチング素子等の耐圧を低く選定することができ、素子の低コスト化が可能になる。

次に、図 4 は本発明の第 2 実施形態を示す回路図であり、請求項 2 の発明に相当する。

図 1 との相違点は、交流電源 1 側に主スイッチ 54 を追加し、負荷 6 側に切替スイッチ 50 を追加したことにある。

すなわち、交流電源 1 の一端とスイッチング素子 18, 19 の直列接続点との間には主スイッチ 54 が接続されている。また、共通端子 51 と第 1, 第 2 の切

替接点 5 2, 5 3 とを有する切替スイッチ 5 0 を設け、負荷 6 の一端が共通端子 5 1 に接続されると共に、第 1 の切替接点 5 2 がスイッチング素子 1 8, 1 9 の直列接続点に接続され、第 2 の切替接点 5 3 がリアクトル 4 1 とコンデンサ 3 3 との接続点に接続されている。

【 0 0 2 6 】

このような回路構成において、平常時には主スイッチ 5 4 がオンしており、切替スイッチ 5 0 の共通端子 5 1 は第 2 の切替接点 5 3 側に接続されている。この場合、回路構成は実質的に図 1 と同一であり、図 1 と同様に並列コンバータ及び直列コンバータの動作によって安定した交流電圧が負荷 6 に供給される。

いま、スイッチング素子やダイオード等の回路素子が故障した場合を考える。この場合には、主スイッチ 5 4 をオンのままにして切替スイッチ 5 0 を第 1 の切替接点 5 2 側に接続する。これにより、交流電源 1 から主スイッチ 5 4 及び切替スイッチ 5 0 を介して交流電力が負荷 6 に供給される。

【 0 0 2 7 】

また、交流電源 1 の電圧が補償範囲を超えた場合には、主スイッチ 5 4 をオフし、切替スイッチ 5 0 を第 2 の切替接点 5 3 側に接続することにより、コンデンサ 3 0 の直流電圧をスイッチング素子 1 0, 1 1, 1 2, 1 3 により交流電圧に変換して負荷 6 に供給することができる。

なお、主スイッチ 5 4 や切替スイッチ 5 0 を切り替えるための条件は、コンデンサ 3 0 の電圧 V_{dc} や電源電圧を検出して判断可能である。

交流電源 1 の電圧が補償範囲を超えた場合の直並列変換装置における補償時間は 5 分程度と短いため、スイッチング素子及び冷却体は小型のもので済み、低コストとなる。

【 0 0 2 8 】

図 5 は、本発明の第 3 実施形態を示す回路図であり、請求項 3 の発明に相当する。

この実施形態は、第 1 ～第 3 のスイッチング素子直列回路における P 点と N 点との間に、充放電手段 6 1 を介して並列にエネルギー蓄積要素 6 0 を接続したものである。

なお、図5は図4の構成に充放電手段61及びエネルギー蓄積要素60を付加した形で示してあるが、図1の構成にこれらを付加しても良い。

ここで、充放電手段61は半導体スイッチ及びリアクトル等の磁気部品で構成されており、エネルギー蓄積要素60としてはバッテリーなどの二次電池やフライホイール等を使用することができる。

【0029】

図5において、交流電源1の正常時には、主スイッチ54及び切替スイッチ50が図示の状態にあり、前述した図1と同様の直列コンバータ及び並列コンバータの動作により、安定した交流電圧が負荷6に供給されている。

一方、充放電手段61の充電動作により、交流電源1からエネルギー蓄積要素60にエネルギーが蓄積されている。

交流電源1の異常時、例えば停電により負荷6に十分な電力を供給できなくなった場合には、エネルギー蓄積要素60の蓄積エネルギーを充放電手段61を介して放電させ、コンデンサ30を充電する。この場合、交流電源1の異常検出方法及び充放電手段61の制御方法は周知であるため、詳述を省略する。また、このとき、主スイッチ54はオフし、切替スイッチ50は図示の状態を保っておく。

【0030】

上記動作により、交流電源1の異常時にはコンデンサ30を電源とするスイッチング素子10、11、12、13の動作により、切替スイッチ50を介して負荷6への給電を継続することができる。

なお、図5において、スイッチング素子等の回路素子の故障時や電源電圧の異常低下時には、図4の場合と同様の動作となる。

図6は、本発明の第4実施形態を示す回路図であり、請求項4の発明に相当する。

この実施形態は、図5の充放電手段61を分割して交流電源1の両端に充電手段62を接続すると共に、P点とN点との間に放電手段63を接続し、これらの充電手段62、放電手段63に並列にエネルギー蓄積要素60を接続したものである。なお、充電手段62、放電手段63、エネルギー蓄積要素60は、図1の

構成に付加しても良い。

【0031】

この実施形態の動作は、交流電源 1 の正常時に充電手段 6 2 によりエネルギー蓄積要素 6 0 にエネルギーを蓄積しておき、交流電源 1 の異常時、例えば停電時には、放電手段 6 3 を用いてエネルギー蓄積要素 6 0 のエネルギーをコンデンサ 3 0 に供給する。このコンデンサ 3 0 を電源として、直列コンバータ及び並列コンバータを動作させながら負荷 6 に所望の電圧を継続的に供給する。

充電手段 6 2 及び放電手段 6 3 は半導体スイッチや磁気部品の組合せにより構成され、エネルギー蓄積要素 6 0 には図 5 の実施形態と同様のものを使用可能である。

【0032】

図 7 は本発明の第 5 実施形態を示す回路図であり、請求項 5 の発明に相当する。

例えば図 1 に示した回路構成において、第 2 のリアクトル 4 1 をタップ付きリアクトル（第 3 のリアクトル） 4 2 に変更し、このリアクトル 4 2 の負荷 6 側の一端をスイッチング素子 1 2， 1 3 の直列接続点に接続すると共に、リアクトル 4 2 の他端をスイッチング素子 1 8， 1 9 の直列接続点に接続し、交流電源 1 の負荷 6 と接続されていない側の一端をリアクトル 4 2 のタップ端子に接続したものである。

【0033】

このような回路構成によれば、コンデンサ 3 0 及びスイッチング素子 1 8， 1 9， 1 2， 1 3 等により構成される直列コンバータの通過電流を低減できるため、スイッチング損失が低減され、並列コンバータにおける損失低減と相まって一層の効率改善が可能になる。

なお、並列コンバータの動作は変わらないので説明を省略する。

ここで、図 7 におけるタップ付きリアクトル 4 2 は、図 4 ～図 6 における第 2 のリアクトル 4 1 に代えて用いることもでき、これらの発明が請求項 6 に相当する。

【0034】

例えば、図 4 におけるリアクトル 4 1 を除去し、タップ付きリアクトル 4 2 の一端を切替スイッチ 5 0 の第 2 の切替接点 5 3 とスイッチング素子 1 2, 1 3 の直列接続点とに接続すると共に、タップ付きリアクトル 4 2 の他端をスイッチング素子 1 8, 1 9 の直列接続点に接続し、主スイッチ 5 4 の一端をスイッチング素子 1 8, 1 9 の直列接続点から切り離してタップ付きリアクトル 4 2 のタップ端子に接続すればよい。

更に、上記の構成に図 5 の充放電手段 6 1 及びエネルギー蓄積要素 6 0、図 6 の充電手段 6 2, 放電手段 6 3 及びエネルギー蓄積要素 6 0 を付加しても良い。

【0035】

図 8 は本発明の第 6 の実施形態を示す回路図で、請求項 7 の発明に相当する。

図 8 において、第 1, 第 2 のダイオード 1 4, 1 5 が逆並列接続された I G B T (絶縁ゲートバイポーラトランジスタ) 等の第 1, 第 2 の半導体スイッチング素子 1 0, 1 1 の直列回路 (第 1 のスイッチング素子直列回路という) と、第 3, 第 4 のダイオード 2 0, 2 1 が逆並列接続された第 3, 第 4 の半導体スイッチング素子 1 8, 1 9 の直列回路 (第 2 のスイッチング素子直列回路という) と、第 5, 第 6 のダイオード 1 6, 1 7 が逆並列接続された第 5, 第 6 の半導体スイッチング素子 1 2, 1 3 の直列回路 (第 3 のスイッチング素子直列回路という) と、第 1 のコンデンサ (電解コンデンサ) 3 0 と第 4 のコンデンサ (電解コンデンサ) 3 1 の直列回路 (コンデンサ直列回路という) が、それぞれ並列に接続されている。

【0036】

また、交流電源 1 には第 2 のコンデンサ 3 2 が並列に接続され、負荷 6 には第 3 のコンデンサ 3 3 が並列に接続されている。

そして、交流電源 1 の一端は負荷 6 の一端に接続され、さらに交流電源の一端は第 1 のリアクトル 4 0 を介して第 1, 第 2 のスイッチング素子 1 0, 1 1 の直列接続点に接続され、交流電源 1 の他端は共通端子 9 1 と第 1 及び第 2 の切替接点 (9 2, 9 3) とを有する切替スイッチ 9 0 の共通端子 9 1 が、第 1 の切替接点 9 3 は第 3, 第 4 のスイッチング素子 1 8, 1 9 の直列接続点に、第 2 の切替接点 9 2 をコンデンサ 3 0, 3 1 の直列接続点に、それぞれ接続し、交流電源 1

にはこの電圧が所定値より大きい小さいかを判定するための電圧判別回路 7 0 が接続されている。

【0 0 3 7】

上記回路構成において、電圧判定回路 7 0 が交流電源 1 の電圧が所定値より高いと判定した場合には、切替スイッチ 9 0 を第 1 の切替接点 9 3 側に切替えると、回路構成はコンデンサがコンデンサ 3 0、3 1 の直列回路となっていることを除けば図 1 と同じであり、回路動作も同じになる。また、電圧判定回路 7 0 が交流電源 1 の電圧が所定値より低いと判定した場合には、切替スイッチ 9 0 を第 2 の切替接点 9 2 側に切替え、スイッチング素子 1 8 と 1 9 をオフ状態に維持すれば、回路構成は従来回路図 1 0 と同様とみなせる。即ち、切替スイッチ 9 0 を切替えることにより、【発明が解決しようとする課題】で説明した回路方式で、ハーフブリッジとフルブリッジを切替えることになる。

【0 0 3 8】

ここで、例えば電圧判定回路 1 で交流電源電圧が 1 0 0 V か 2 0 0 V かを判定すれば、1 0 0 V の時にはハーフブリッジの回路、2 0 0 V の時にはフルブリッジの回路を選んだことになり、スイッチング素子に印加される電圧はいずれの場合も同じレベルとなり、回路別に素子耐圧を変更する必要はない。

図 9 は、第 7 の実施形態を示す回路図で、請求項 8 の発明に相当する。

図 8 との違いは、切替スイッチが、図 8 では第 1 の切替接点と第 2 の切替接点との二つを備えたものであるのに対して、図 9 では一つの接点しか備えていない点と、これに伴う回路構成が違うことである。図 9 の場合、電圧判定回路 7 0 が交流電源 1 の電圧が所定値より高いと判断した場合には、切替スイッチ 1 0 0 をオフにすれば、回路構成はコンデンサがコンデンサ 3 0、3 1 の直列回路となっていることを除けば図 1 と同じであり、回路動作も同じになる。また、電圧判定回路 7 0 が交流電源 1 の電圧が所定値より低いと判定した場合には、切替スイッチ 1 0 0 をオンとし、スイッチング素子 1 8 と 1 9 をオフ状態に維持すれば、回路構成は従来回路図 1 0 と同様とみなせる。即ち、切替スイッチ 1 0 0 をオンまたはオフにすることにより、【発明が解決しようとする課題】で説明した回路方式で、ハーフブリッジとフルブリッジを切替えることになる。

ここで、例えば電圧判定回路 7 0 で交流電源電圧が 1 0 0 V か 2 0 0 V かを判定すれば、1 0 0 V の時にはハーフブリッジの回路、2 0 0 V の時にはフルブリッジの回路を選んだことになり、スイッチング素子に印加される電圧はいずれの場合も同じレベルとなり、回路別に素子耐圧を変更する必要はない。

【0 0 3 9】

【発明の効果】

以上述べたように本発明によれば、直列コンバータ及び並列コンバータの動作により、交流電源の電圧変動を抑制しながら負荷に一定の電圧を供給することができ、その際に並列コンバータにおける損失を低減して従来よりも変換効率を高め、ランニングコストを低く抑えることができる。

また、コンバータをフルブリッジ構成とすることによってスイッチング素子等の耐圧を低下させ、素子の責務を軽減すると共にコストの低減も可能である。

また、従来のハーフブリッジ構成のコンバータに比べて電解コンデンサのリプル電流を抑制し、その長寿命化を図ることもできる。

更に、切替スイッチを付加することにより、1 0 0 V 系と 2 0 0 V 系の交流入力電圧への対応が、素子耐圧を変更することなく同一の構成で可能となる。従って、信頼性が高く、量産効果の高い電源システムを提供することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 実施形態を示す回路図である。

【図 2】

図 1 の実施形態の動作原理を説明するための原理図である。

【図 3】

図 1 の実施形態の動作を示す指令値の波形図である。

【図 4】

本発明の第 2 実施形態を示す回路図である。

【図 5】

本発明の第 3 実施形態を示す回路図である。

【図 6】

本発明の第 4 実施形態を示す回路図である。

【図 7】

本発明の第 5 実施形態を示す回路図である。

【図 8】

本発明の第 6 の実施形態を示す回路図である

【図 9】

本発明の第 7 の実施形態を示す回路図である。

【図 1 0】

従来技術を示す回路図である。

【図 1 1】

従来技術の動作原理を説明するための原理図である。

【符号の説明】

- 1 交流電源
- 2 直列補償電圧源
- 4 並列補償電流源
- 6 負荷
- 1 0, 1 1, 1 2, 1 3, 1 8, 1 9 半導体スイッチング素子
- 1 4, 1 5, 1 6, 1 7, 2 0, 2 1 ダイオード
- 3 0, 3 2, 3 3 コンデンサ
- 4 0, 4 1 リアクトル
- 4 2 タップ付きリアクトル
- 5 0 切替スイッチ
- 5 1 共通端子
- 5 2, 5 3 切替接点
- 5 4 主スイッチ
- 6 0 エネルギー蓄積要素
- 6 1 充放電手段
- 6 2 充電手段
- 6 3 放電手段

7 0 電圧判別回路

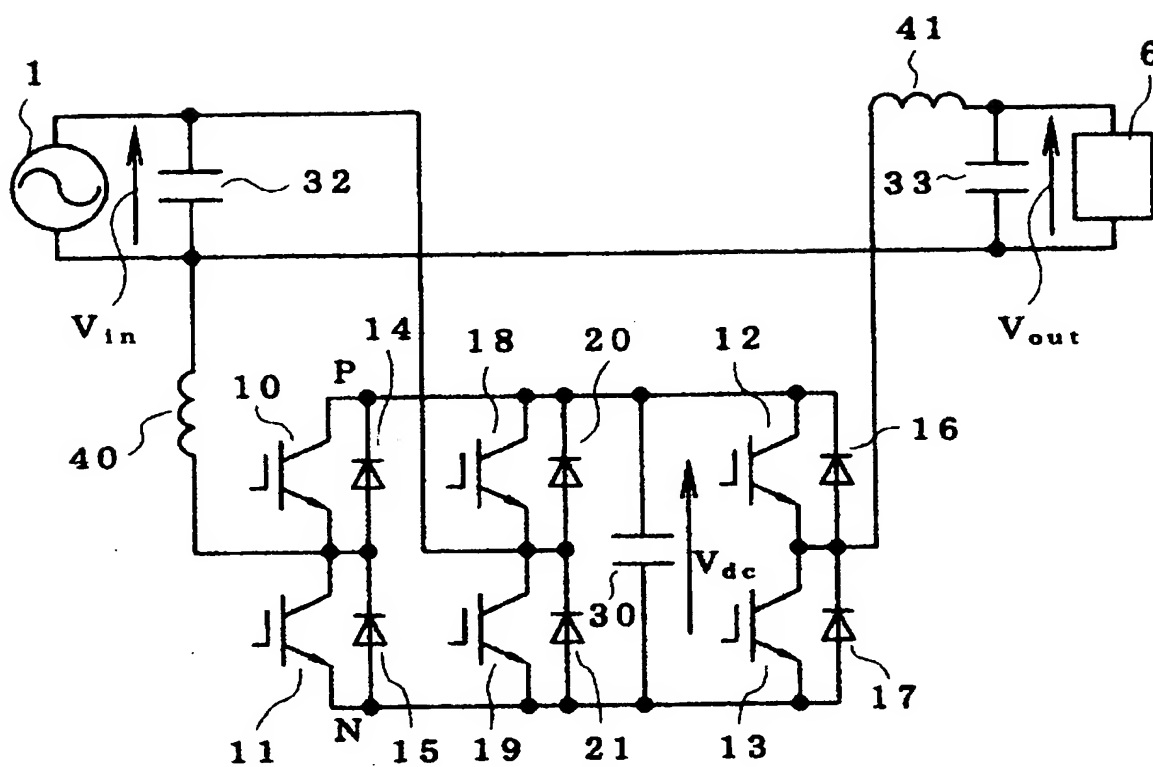
9 0、1 0 0 切替スイッチ

9 1 共通接点

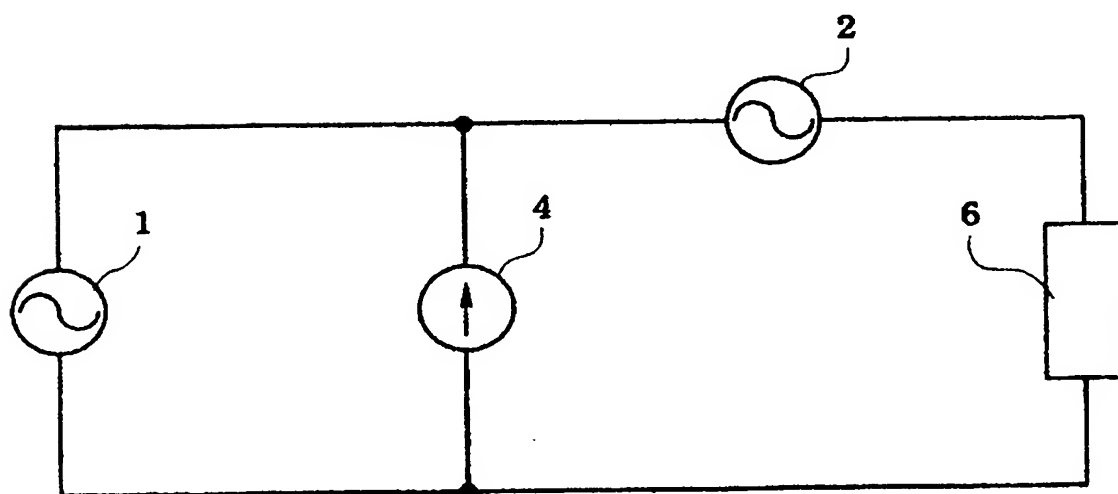
9 2、9 3 切替接点

【書類名】 図面

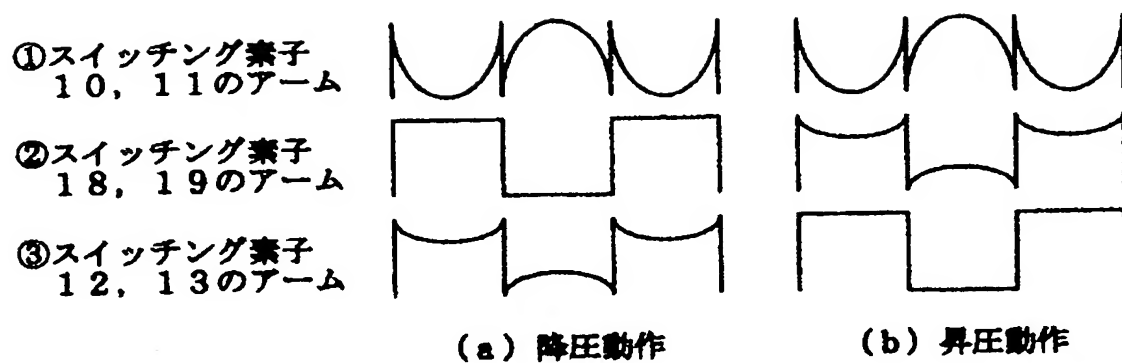
【図 1】



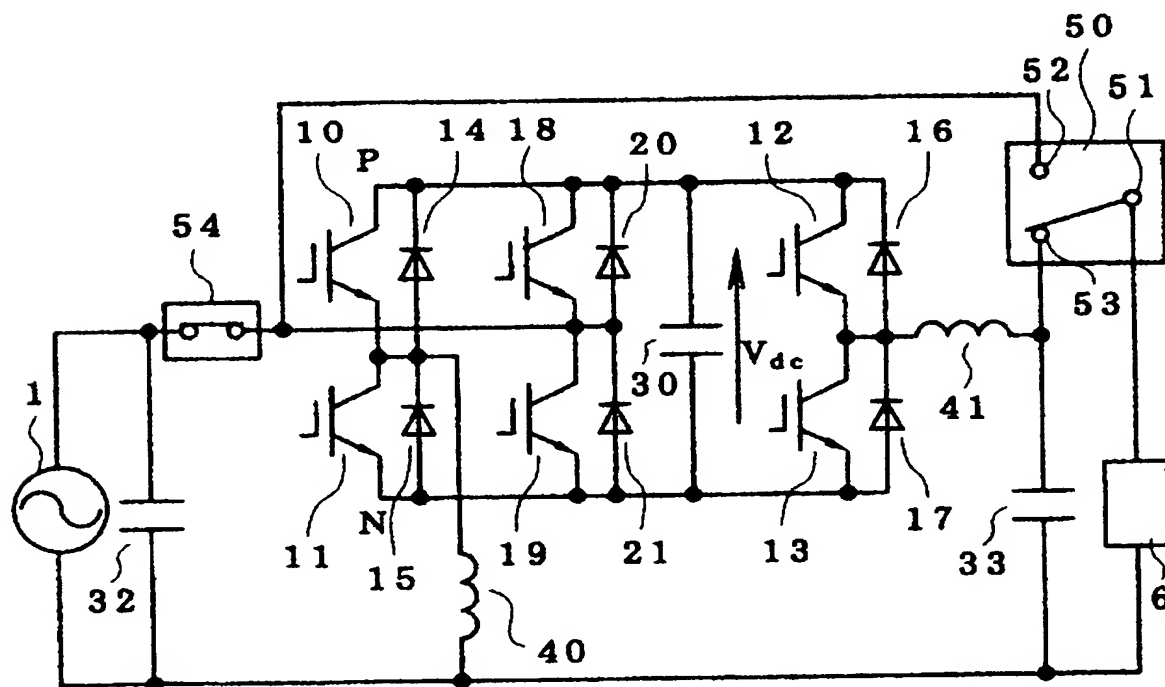
【図 2】



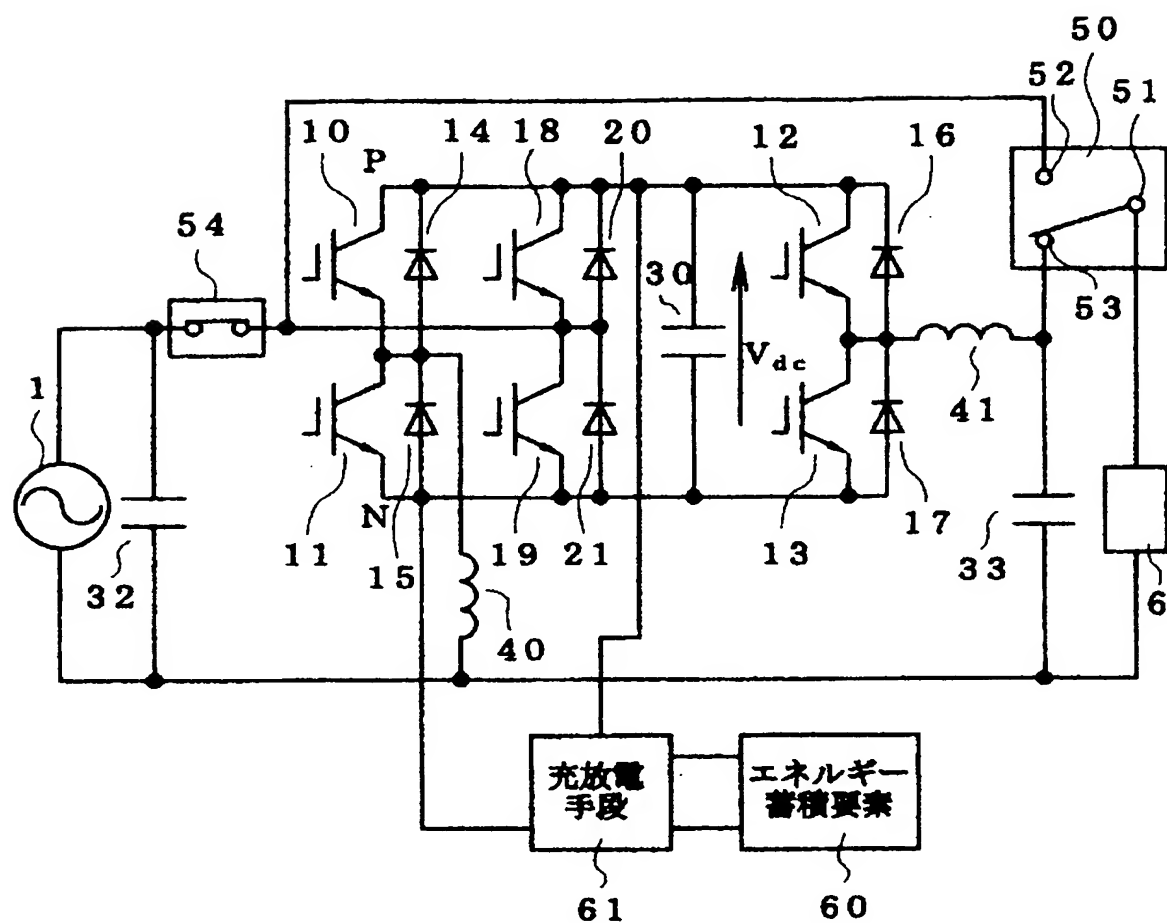
【図 3】



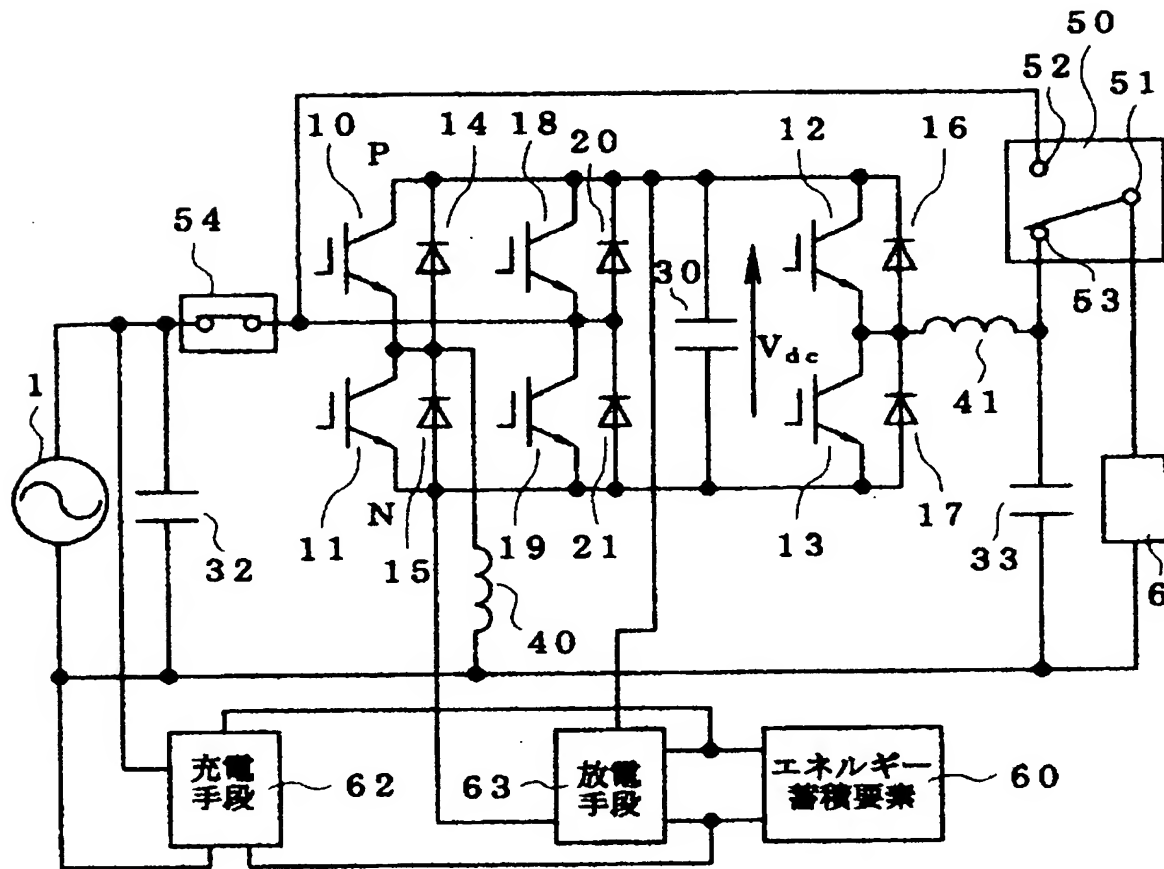
【図 4】



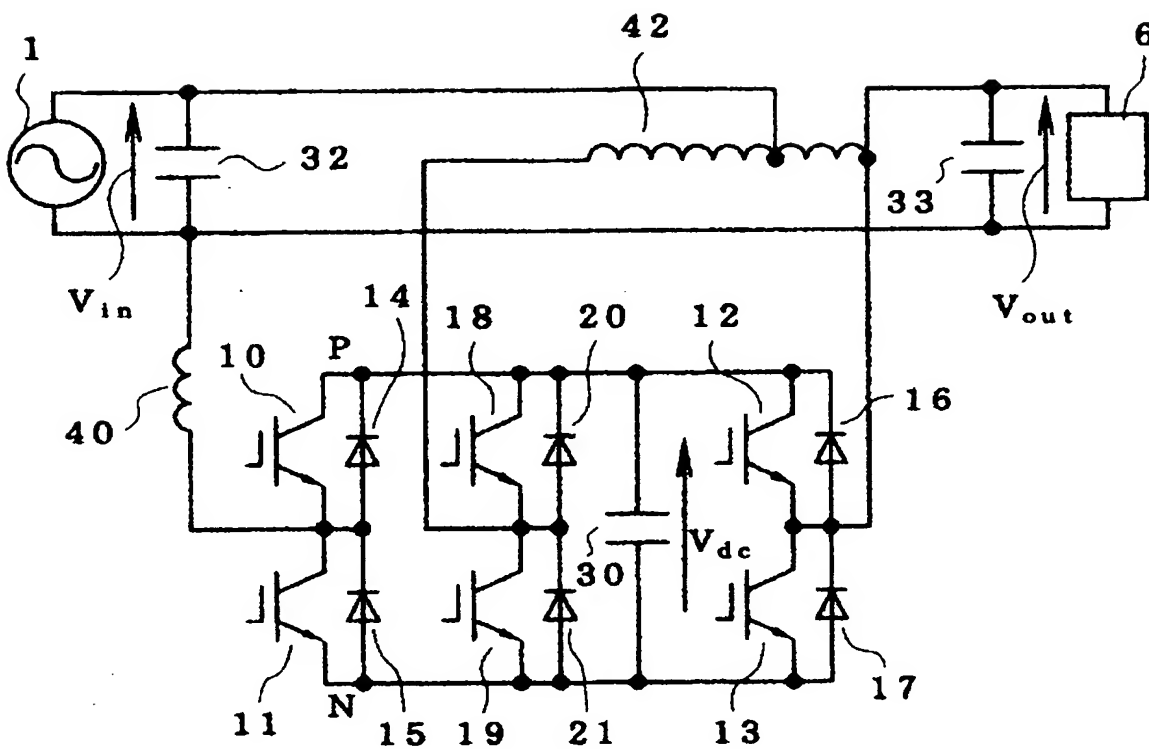
【図 5】



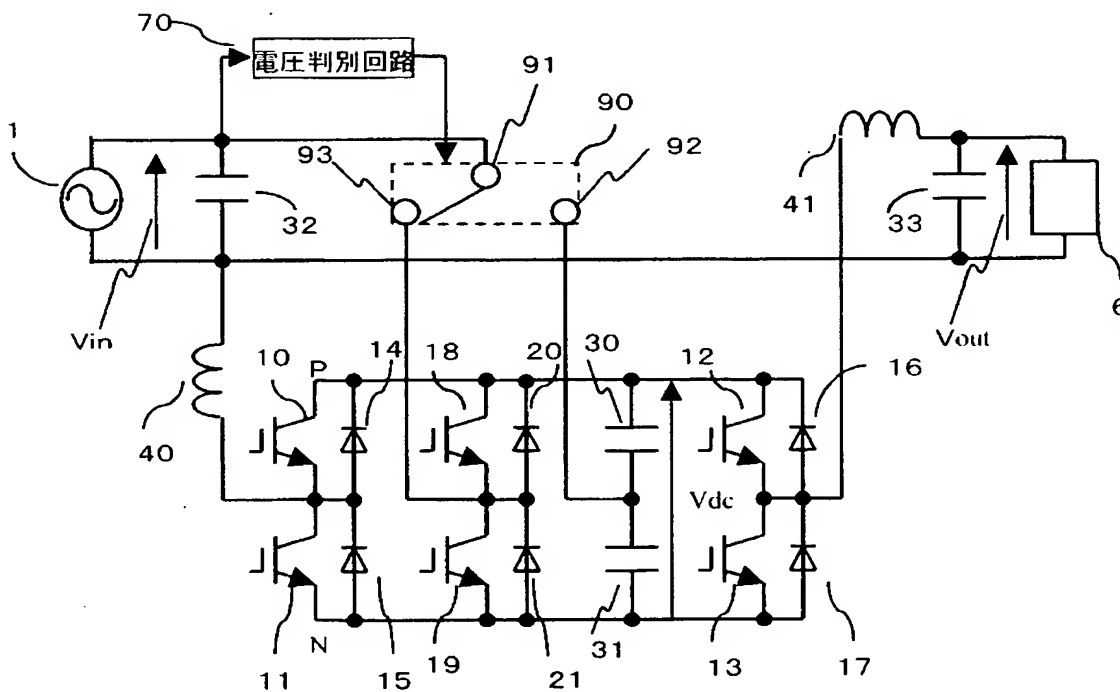
【図6】



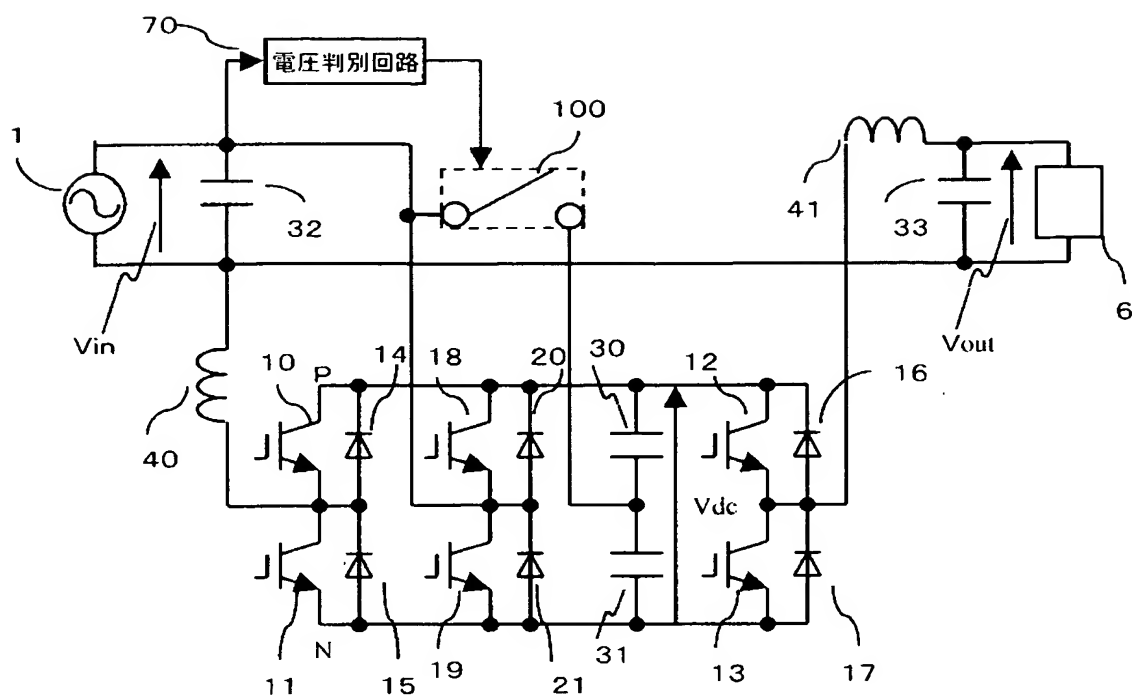
【図 7】



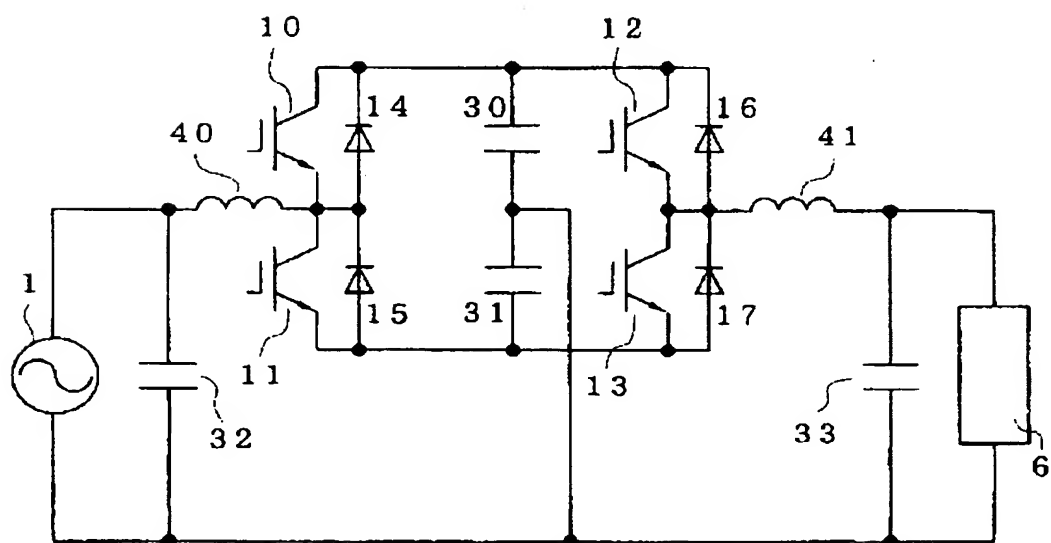
【図 8】



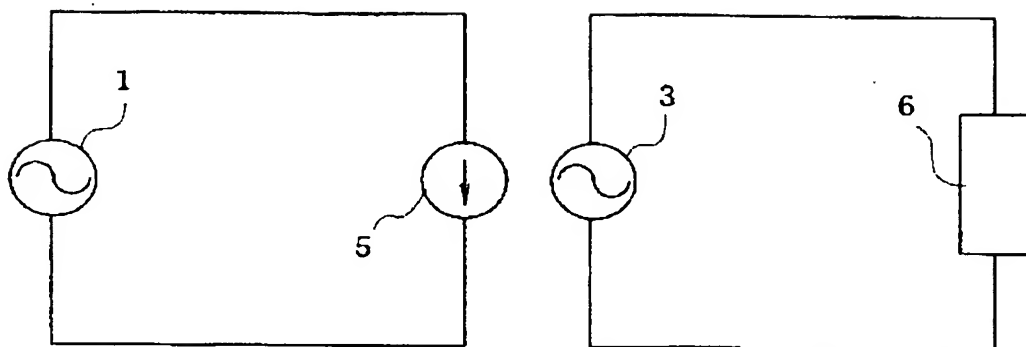
【図 9】



【図 10】



【図 11】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 交流電源の電圧変動を抑制しつつ負荷に一定電圧を供給する電力変換装置において、スイッチング素子の耐圧を低減させて責務やコストを低減する。

【解決手段】 第1～第3のスイッチング素子直列回路とコンデンサ30とを並列に接続し、交流電源1及び負荷6の一端同士を接続し、かつコンデンサ32, 33を並列に接続する。電源1の一端をリアクトル40を介して第1のスイッチング素子直列回路の直列接続点に接続し、電源1の他端を第2のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続し、負荷6の他端をリアクトル41を介して第3のスイッチング素子直列回路内部の直列接続点に接続する。電源電圧の変動分を、第2, 第3のスイッチング素子直列回路を含む直列コンバータが補償し、この補償動作によるコンデンサ30の電圧変動分を、第1, 第2のスイッチング素子直列回路を含む並列コンバータによる充放電動作により補償する。

【選択図】 図1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2 0 0 3 - 1 7 4 8 8 2
受付番号	5 0 3 0 1 0 2 5 5 6 7
書類名	特許願
担当官	第三担当上席 0 0 9 2
作成日	平成 1 5 年 6 月 2 4 日

< 認定情報・付加情報 >

【提出日】	平成15年 6月19日
【特許出願人】	
【識別番号】	000005234
【住所又は居所】	神奈川県川崎市川崎区田辺新田 1 番 1 号
【氏名又は名称】	富士電機株式会社
【代理人】	申請人
【識別番号】	100088339
【住所又は居所】	東京都品川区大崎一丁目 1 1 番 2 号 富士テクノ サーベイ株式会社内
【氏名又は名称】	篠部 正治

次頁無

【書類名】 出願人名義変更届（一般承継）
【整理番号】 03P00454
【提出日】 平成15年11月 6日
【あて先】 特許庁長官 殿
【事件の表示】
 【出願番号】 特願2003-174882
【承継人】
 【識別番号】 503361927
 【氏名又は名称】 富士電機機器制御株式会社
【承継人代理人】
 【識別番号】 100088339
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 篠部 正治
 【電話番号】 03-5435-7241
【提出物件の目録】
 【物件名】 権利の承継を証明する書面 1
 【援用の表示】 特願 2 0 0 3 - 3 3 9 4 3 0 の出願人名義変更届（一般承継）に
 添付した会社分割承継証明書
 【物件名】 承継人であることを証明する書面 1
 【援用の表示】 特願 2 0 0 2 - 3 1 2 6 2 9 の出願人名義変更届（一般承継）に
 添付した登記簿謄本
 【包括委任状番号】 0315473

特願 2 0 0 3 - 1 7 4 8 8 2

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 2 3 4]

- | | |
|----------|------------------------|
| 1. 変更年月日 | 1 9 9 0 年 9 月 5 日 |
| [変更理由] | 新規登録 |
| 住 所 | 神奈川県川崎市川崎区田辺新田 1 番 1 号 |
| 氏 名 | 富士電機株式会社 |
| | |
| 2. 変更年月日 | 2 0 0 3 年 1 0 月 2 日 |
| [変更理由] | 名称変更 |
| 住 所 | 神奈川県川崎市川崎区田辺新田 1 番 1 号 |
| 氏 名 | 富士電機ホールディングス株式会社 |

特願 2 0 0 3 - 1 7 4 8 8 2

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[5 0 3 3 6 1 9 2 7]

1. 変更年月日

2 0 0 3 年 1 0 月 2 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都品川区大崎一丁目 1 1 番 2 号

氏 名

富士電機機器制御株式会社